



基于数字移相锁相技术的扬声器故障检测

陈国平, 王 红, 程秋菊

(重庆邮电大学 电工理论与新技术实验室, 重庆 400065)

摘 要: 该文为改善 3 种传统锁相检测法相位差不可控的缺点, 通过对互相关锁相检测原理的改进, 提出一种新型数字移相锁相检测法。在核电环境长距离传输条件下, 结合对模拟前端电路的相位误差分析, 该检测法将两路具有频率固定延时的数字移相信号代替两路正相关模拟信号, 对强噪声中的微弱信号进行相敏检测, 根据相关函数的差异性利用低通滤波器实现有用信号信息的提取。在核电厂区 90 dB 的强噪声环境中, 对扬声器进行故障试验测试。结果表明: 该数字移相锁相检测法可稳定检测的最低信噪比为 -40 dB, 最大检测误差为 2.1%, 可有效克服前端模拟移相误差不可控的缺点, 完成扬声器工作状态的检测。

关键词: 数字锁相; 相位误差; 故障诊断; 核电环境

中图分类号: TM93

文献标志码: A

文章编号: 1674-5124(2019)06-0001-05

Speakers fault detection based on digital phase-shifting lock-in technology

CHEN Guoping, WANG Hong, CHENG Qiuju

(Electrotechnical Theory and New Technology Laboratory, Chongqing University of Post and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In this paper, in order to improve the uncontrollable factors of the phase difference in the three traditional phase-locked detection methods, a novel digital phase-shifting lock-in detection method was proposed through the principle of improved cross-correlation phase lock-in detection. Firstly, the phase error of the analog front-end circuit under the conditions of long-range nuclear power environment was analyzed in depth. Then, the detection method replaces two positive-correlation analog signals with two digital phase-shifting signals with fixed frequency delay, and performs phase-sensitive detection on weak signals in strong noise. Finally, using a low-pass filter to extract useful signals according to the difference of correlation functions. Speaker fault detection test in a strong noise environment of 90 dB, the results show that the method can detect the lowest SNR of -40 dB, and the maximum detection error is only 2.1%. It effectively overcomes the disadvantages of uncontrollable front-end analog phase-shifting errors, and completed the work status of the speaker detection.

Keywords: digital lock-in; phase error; fault diagnosis; nuclear power environment

收稿日期: 2018-06-10; 收到修改稿日期: 2018-07-12

基金项目: 重庆市教委自然科学基金(KJ130507)

作者简介: 陈国平(1976-), 男, 重庆市人, 教授, 研究方向为毫米波近场成像、嵌入式系统和高性能 FPGA 并行计算。

0 引言

在核电产业中, 厂房里安装的广播扬声器警报系统长期处于强噪声高温度的环境。针对扬声器声响工作状态的监测需求, 需研发一种能主动、高效检测扬声器工作状态的技术, 代替目前的人工巡检, 增强设备智能化。在强噪声环境下, 传统的微弱信号检测方法有3种。

单通道相关检测法^[1]最大的缺点是待测混合信号需经预处理电路滤除大部分噪声才能保证检测信噪比足够高, 而这将导致待测信号的相位产生不可避免的随机变化, 使参考信号与待测信号进行锁相运算后的相位差不完全等于移相电路产生的固定相移, 进而形成检测误差。正交矢量双锁相检测法^[2-3]能有效避免模拟移相电路本身引入的相位误差, 相比于单通道相关检测法, 能有效提高检测精度。但在实际应用中, 由于检测端信号处理电路引起的随机相移仍不能消除, 导致相位检测结果仍存在一定误差。多级相关锁相检测法的随机相移误差则是由运放构成的三级信号放大器带来的^[4], 电路的复杂度和成本也会大大增加。

上述3种微弱信号检测法在处理待测信号时, 均忽略不计模拟前端信号调理电路产生的随机相移误差, 仅计算相关运算的相位差^[5], 在一般场景和待测信号信噪比要求不高的条件下能满足检测要求, 但不能满足核电环境中广播扬声器的状态检测要求。由于扬声器是无源的, 需外施激励信号使其发声, 通过检测扬声器的声响信号判断其工作状态。而激励信号需由功率放大器扩大后经不定长度的音频传输线到达扬声器终端, 随即淹没在核电厂房的强环境噪声中, 这将使得该待测微弱信号送入锁相电路前相位未知且不可控, 检测结果存在较大的误差。因此本文首先模拟长距离下前端电路产生的相位误差进行分析, 提出一种可控相位的新颖数字锁相检测法, 进行硬件仿真分析和实际核电环境下的广播扬声器状态实物测试分析。

1 相位误差分析

设扬声器激励信号为 $s(t)$, 经过功率放大器和长距离音频线传输后会产生随机相移 $\Delta\delta_1$, 得到激励信号 $s_1(t)$ 。待测微弱信号和噪声混合信号经过系统模拟前端电路后会产生随机相移 $\Delta\delta_2$, 得到待测混合信号 $s_2(t)$ 。本地参考信号经固定移相电路产生相位移动 ϕ 后得到信号 $v_{\text{ref}}(t)$ 。将 $s_2(t)$ 和 $v_{\text{ref}}(t)$ 两路信号相敏

检波运算后由低通滤波器输出直流量 V_{out} 如下式所示:

$$V_{\text{out}} = \frac{AB}{2} \cos(\varphi_1 + \Delta\delta_1 + \Delta\delta_2 - \varphi_2 - \phi) \quad (1)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_1 + \Delta\delta_1 + \Delta\delta_2 - \varphi_2 - \phi \quad (2)$$

其中 A 为待测信号幅值, B 为参考信号幅值。实际应用中参考信号和待测微弱信号的相位差为 $\Delta\varphi$, 其中已知两者初相 φ_1 、 φ_2 和移相电路的固定相移 ϕ , 而 $\Delta\delta_1$ 和 $\Delta\delta_2$ 是检测系统的随机相移, 即检测的相位误差。图1是对扬声器系统产生的随机相移进行实物分析结果图。

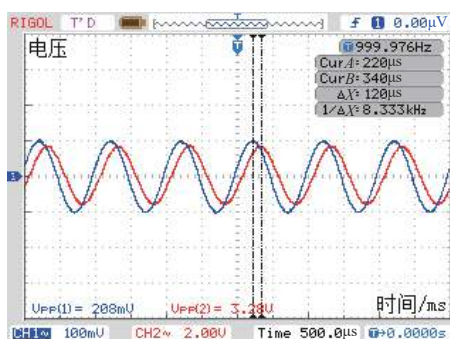


图1 系统功放和传输线相位误差图

使用1 kHz激励信号由功放馈入1 km音频传输线至扬声器, 图1中蓝色波形为功放输入的峰峰值为200 mV的正弦波, 红色波形为扬声器终端处收到的峰峰值为3.3 V的正弦波。根据图1中 ΔX 的测量信息有:

$$|\Delta\delta_1| = \frac{120}{1000} \times 2\pi = \frac{6}{25}\pi \quad (3)$$

因此, 在实际应用场景中, 主动激励信号需经过功放和传输线才能到达扬声器, 不可避免地产生相移 $\Delta\delta_1$, 以上测试验证了功放和传输线上随机相移的存在。

为了提高信噪比和检测精度, 传统的微弱信号相关检测法都在相敏检波前对混合信号进行了必要的窄带滤波和放大等模拟前端预处理^[6]。图2即是对这些模拟电路的测试结果, 其中蓝色波形为模拟频率1 kHz、峰峰值500 mV的待测信号, 经过预处理电路后的波形为红色波形。根据图2中 ΔX 测量信息, 相位误差如下:

$$|\Delta\delta_2| = \frac{360}{1000} \times 2\pi = \frac{18}{25}\pi \quad (4)$$

故这些模拟电路引入的随机相移 $\Delta\delta_2$ 很难避免。

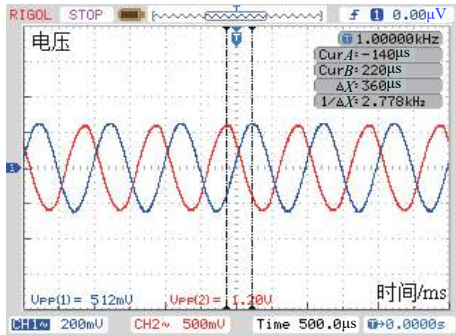


图 2 系统模拟前端信号调理电路相位误差图

在本文核电领域扬声器状态检测研究的背景下, 由于 $\Delta\delta_1$ 和 $\Delta\delta_2$ 的随机性, 式 (2) 中的相位差 $|\Delta\varphi|$ 可能为 2π 内的任意值, 而当 $|\Delta\varphi| = \frac{\pi}{2}$ 时, $V_{out} = 0$, 此时则无法检测出扬声器不发声的情况。而传统的 3 种检测法均为理想情况下, 忽略系统相移误差 $\Delta\delta_1$ 和 $\Delta\delta_2$, 因此不适用于本文的应用环境。

2 移相锁相检测法

2.1 移相锁相检测原理

由前文的分析可知, 在核电领域扬声器状态检测中, 需要通过锁相检测的直流输出值来判断扬声器状态, 使用传统的锁相检测法^[7]可能出现检测结果误判的情况。故本文提出了一种基于互相关锁相检测原理改进的数字移相锁相检测法, 仅利用单片机即可实现参考信号的产生和数字移相, 避免随机移相误差。具体结构单元如图 3 所示。

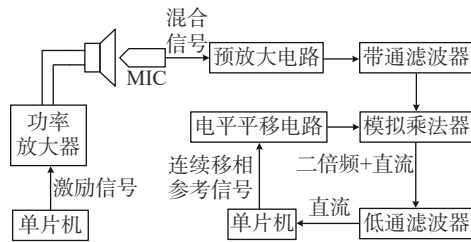


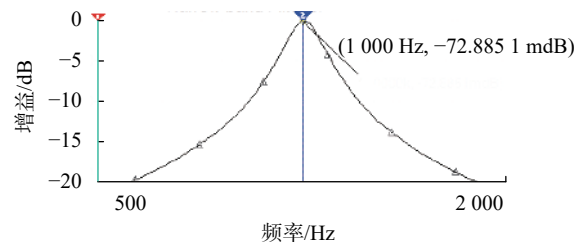
图 3 数字移相锁相检测框图

该结构分为激励单元、微弱信号采集单元、前端信号处理单元和锁相检测单元。激励单元由单片机和功率放大器组成, 单片机产生固定频率 1 kHz 的正弦激励信号, 经功率放大器馈送至远端扬声器, 激励信号随即被最高声强 90 dB 的核电厂环境噪声淹没, 成为系统的待测微弱信号, 此时混合信号的最低信噪比由功放增益决定。前端信号处理单元包含预放大电路和窄带滤波器, 混合信号经过预放大电路调理后由中心频率和激励信号同频的窄带滤波器滤除带外大部分噪声信号, 得到一路相关

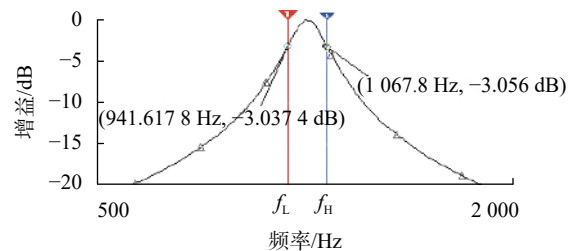
检测信号^[8]。锁相检测单元是该检测法的核心结构, 由单片机直接产生一个单极性正弦信号, 该信号具有和待测微弱信号相同的频率 (1 kHz), 且保持每个正弦周期的相位比前一周期滞后, 即每 16 个连续的正弦周期共滞后 2π , 再利用电平平移电路将其转换成双极性信号作为参考信号送入模拟乘法器进行相关运算, 低通滤波器将相关运算结果中的直流分量滤出即可被 ADC 模块采集并利用单片机对其进行处理分析。

2.2 硬件仿真

窄带滤波^[9]可到达从背景噪声中分离有用信号的目的, 因此为了提高锁相检测精度, 获得较低信噪比信号检测性能, 本系统加入了 1 kHz 窄带滤波电路。设计目标中心频率为 1 kHz, 且为了便于计算, 取 $C_1 = C_2 = 10$ nF, 中心频率由 R_1 与 R_2 的并联值及 R_3 、 C 共同决定, 通带增益和 R_2 无关。当取 $R_3 = 2R_1 = 25$ k Ω , $R_2 = 1$ k $\Omega \ll R_1$ 时, 有 $\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \approx 1 \times 10^{-3}$, 则有 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1$ kHz, 中心频率增益 $A(\omega_0) = -1$, 品质因数 $Q = 7.9$ 。其频率响应曲线如图 4 所示。



(a) 中心频率及通带增益



(b) -3 dB 截止频率 f_L 和 f_H

图 4 窄带滤波器幅度频率响应曲线图

从图 4(a) 中可以看到该滤波器的中心频率为 1 kHz, 通带增益约为 0 dB, 该结果和上述理论分析相符; 由图 4(b) 可知, 该滤波器的上、下 -3 dB 截止频率分别为 1.0678 kHz 和 941.617 Hz, -3 dB 带宽 126 Hz。

相关运算模块选用模拟乘法器 AD633 作为锁相运算单元^[10-11], 其输出形式为

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (5)$$

将一个幅度为 1 V、频率为 1 kHz 的正弦信号同时输入到 X 差分输入端 IN_1 和 Y 差分输入端 IN_2, 两者相关运算的相位差为 0, 可得乘法器输出波形如图 5 所示。当调整输入信号的相位差为 90° 时, 获得最小直流分量为 0, 即输出仅含有倍频信号, 其仿真输出波形如图 6 所示。

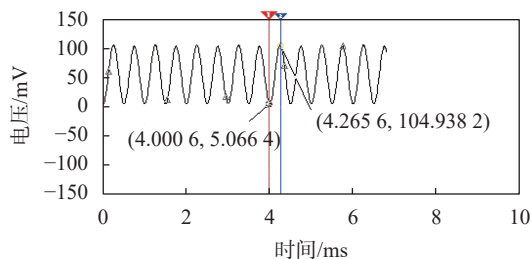


图 5 零相差输入时乘法器输出波形

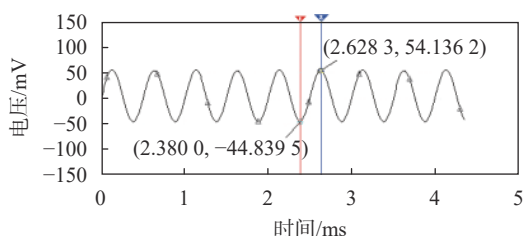


图 6 90°相差输入时乘法器输出波形

图 5 和图 6 中的输出倍频信号峰峰值近似为 100 mV, 最大输出直流分量为 50 mV, 符合式 (5) 的锁相电路传递函数, 验证了该设计的正确性。

在对低通滤波器^[2]进行设计时, 为了得到极低的截止频率点, 最大程度滤除二倍频和噪声信号, 设 $R_1=R_2=30 \text{ k}\Omega$, $C_1=C_2=0.1 \mu\text{F}$, 则特征频率 $f_0=53 \text{ Hz}$, 通带增益 $A(\omega_0)=2$, 品质因数 $Q=1$ 。其频率响应曲线如图 7 所示。从图中知该低通滤波器通带截止频率约 53 Hz, 通带增益为 6 dB, -3 dB 上限截止频率约 95 Hz。

3 实验分析

3.1 信噪比测试

为了模拟扬声器正常工作时, 不同信噪比的检测结果, 保持最大噪声强度 4.2 V, 不断改变输入激励信号强度进行测试。检测模块实物如图 8 所示, 扬声器声响采集结果如图 9 所示。从图 9 中观察可得, -40 dB 时波形保持稳定, -43 dB 时波形有明显劣化失真。同时, 模块输出最大直流值随着信噪比降低而降低, -43 dB 时最大值 35 与表 1 中纯噪声检测值接近, 故最低可稳定检测信噪比为 -40 dB。

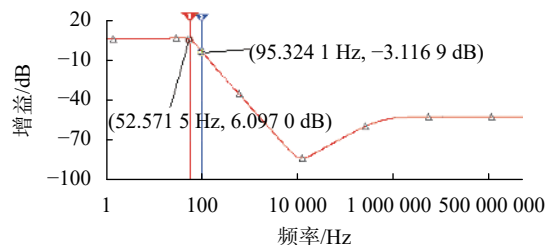


图 7 直流滤波器幅度频率响应曲线图

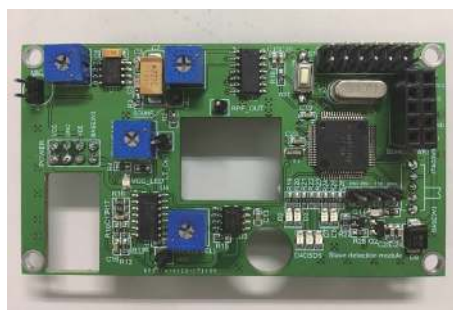
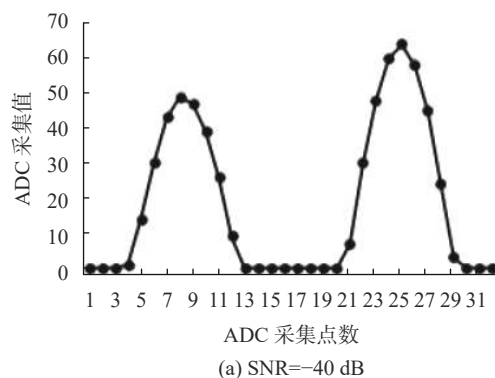
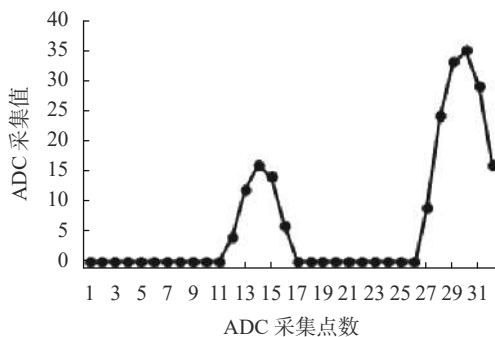


图 8 检测模块实物图



(a) SNR=-40 dB



(b) SNR=-43 dB

图 9 信噪比测试 ADC 采集数据绘图

表 1 为输入纯噪声, 即无激励信号测试时锁相检测模块 ADC 采集的直流信号最大值, 以此模拟扬声器未正常工作的检测情况。由表可知, 仅噪声输入时输出采样最大值随噪声强度下降而减小, 最大值为 30。由图 10 可知, 由于噪声信号和参考信号不相关, 故锁相检测模块输出信号波形不再是呈正弦的缓变直流值。因此, 从实验结果可以看出, 无激

表 1 仅噪声输入时检测数据

噪声强度/V	ADC采样最大值
4.2	30
3.5	30
3	27
2	24
1	21

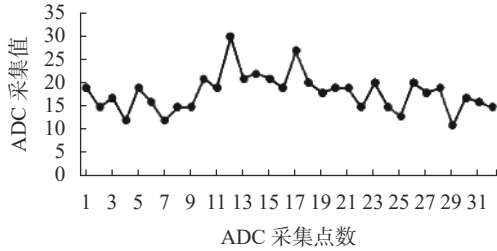


图 10 最大噪声强度输入时采集数据绘图

励信号时无论 ADC 采样值绘图、最大值与存在激励信号时(-40 dB 及以上)的检测结果有较大区别度。

3.2 相移误差验证

上述测试标定了模拟最大噪声声强为 90 dB 条件下, 本文研究的数字移相锁相检测模块最低可稳定检测信噪比为-40 dB。因此, 采用本文方法对某核电厂区的扬声器工作状态进行了实际测试, 图 11 分别为本系统取-13 dB 应用时, 激励信号和最大噪

声同时存在、无噪声信号输入和纯噪声信号输入条件下的实测结果。

低通滤波器输出波形如图 11(a) 所示。该正弦变化信号的每个周期实际是由 16 个缓变直流点构成, 每个锁相运算周期(1 ms)获得一个直流值, 故此信号周期为 16 ms, 即频率为 62 Hz。由于本设计中的低通滤波器具有两倍增益, 故由图中波形信息可知实际最大直流值约为 342.5 mV, 而理论计算值为 $V = AB/20 = 350 \text{ mV}$, 最大检测误差仅为 2.1%, 有效地克服了前端模拟移相误差不可控的缺点。

在本系统中, 为了检测扬声器是否正常工作, 仅需分析有无激励信号时锁相检测的直流输出情况即可。当仅存在环境噪声时, 理论上无直流输出(如图 11(c) 所示); 若锁相检测模块输入信号信噪比足够高, 其输出最大直流值与理论值的误差不会影响扬声器工作状态的判断结果。对比图 11(a)、图 11(b) 可知, 实际应用时强噪声信号的干扰会使锁相检测输出波形的峰峰值减小, 对应最大直流值减小, 并产生毛刺。但其正弦波形非常完整, 依然能通过其输出最大值与预设阈值的对比结果区分纯噪声输入时(模拟扬声器未正常工作状态)的检测结果, 并具有较高的灵敏度, 从而精确稳定地判断扬声器工作状态。

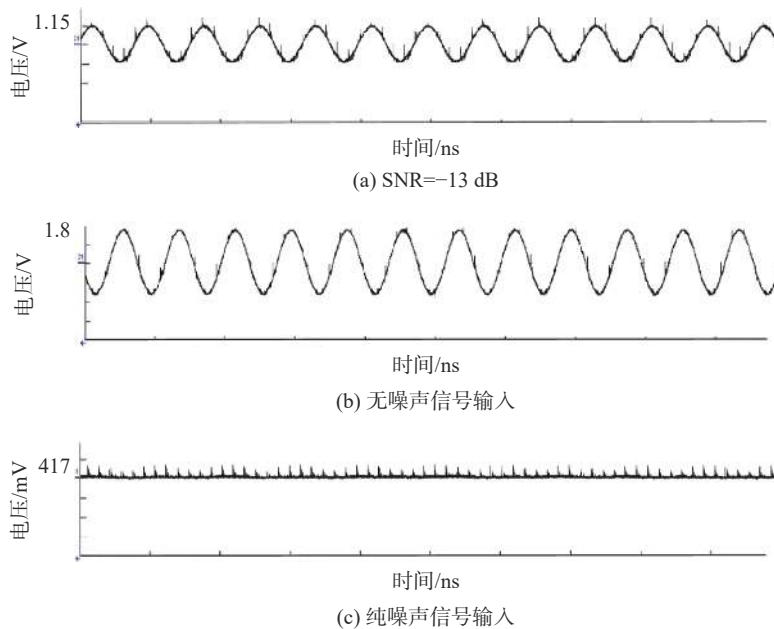


图 11 相关输出波形

4 结束语

本文所研究的新型数字移相锁相检测法采用连

续数字移相参考信号, 使锁相检测过程最大程度遍

(下转第 23 页)